

MPアナコン設計上の諸問題

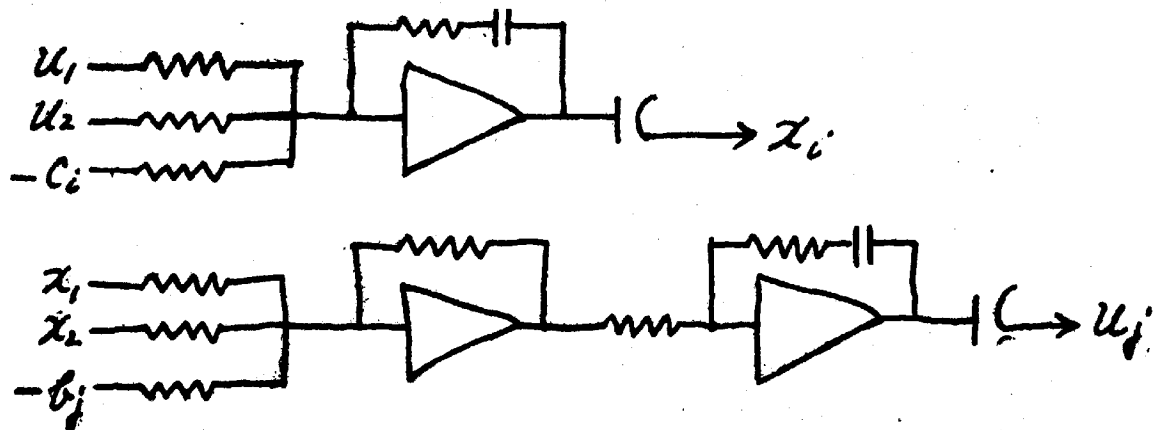
古瀬 大六

第一章 設計のアウトライン

LP問題を筆者の方法で解くには、与えられた問題の係数行列の大きさを $(m \times n)$ とすれば、少くとも $(m \times n)$ 個の加算積分器を必要とする。そのうち n 個は与えられた問題の変数 x を、残りの m 個はその双対問題の変数 u を計算するのに使われる。 x の一つ一つを受けもつ増幅器の出力は u を受けもつ m 個の増幅器の入力回路に、また、 u の一つ一つを受けもつ増幅器の出力は x を受けもつ n 個の増幅器の入力回路に接続されなければならない。

すべての係数が非負であるならば、 x 増幅器には u の出力をそのまま、 u 増幅器には x の出力に (-1) をかけたものを、インプットすればよい：

$$\begin{cases} -\dot{x}_1 = a_{11}u_1 + a_{21}u_2 - c_1 \\ -\dot{x}_2 = a_{12}u_1 + a_{22}u_2 - c_2 \\ -\dot{u}_1 = b_1 - a_{11}x_1 - a_{12}x_2 \\ -\dot{u}_2 = b_2 - a_{21}x_1 - a_{22}x_2 \end{cases}$$



従つて、 $a \geq 0$ ならば、全体で $(n+2m)$ 台の演算増幅器を必要とする。更にまた、係数のうちに負のものがあると、 u 増幅器の方は後段の積分加算器の入

力に直接つなげばよいが、 x 増幅器の場合には更にその前段に符号変換用の増幅器を置かなければならず、従つて、所要台数は最大限 $2(m+n)$ 台に増加する。

現在デジタル・コンピュータで解かれている最大の問題は ($m=200$, $n=1,000$) くらいであるから、最大 2,400 台の増幅器を準備しなければならない。このような龐大な装置になると、熱ばかり出して効率の悪い真空管式は駄目で、トランジスター式直流増幅器によつて小型化・低電力化するのでなければ実現不可能と思われる。然し、現在のトランジスター技術では、ドリフトが大きく、安定な動作が困難であり、今後二・三年間の技術の発展を待たねばならないであろう。現段階においては、一応、通常の真空管を使用することが妥当な方針と考えられる。

そこで、真空管を使用することにしても、なお解決されなければならない多くの問題が残されている。それらを列挙すれば：

〔A〕 小型大電力増幅器

各増幅器の出力は、 m 個又は n 個の可変抵抗器の端子に接続されねばならず、従つて、通常の工学的用途の場合とは異つて、非常に大きな出力を必要とする。係数設定用精密可変抵抗器の通常の抵抗値は 50K であるから、 $m=5$, $n=10$ という極く簡単な問題でも、10~5K 程度の大きな負荷がかかる。実用的な最小値 $m=30$, $n=50$ を考えると、負荷は 1.67K, 1.0K, 従つて ± 100 V について 60~100mA という大電流を取り出し得るものでなくてはならない。このような出力電流を引上げる努力と併行して、可変抵抗器の抵抗値を 100~200K に高める努力が肝要であろう。

〔B〕 負出力の遮断

MP 問題だけでなく、一般に、経済学上の問題では、屢々、変数の非負性が要求される。これを電氣的に実現するには、出力の 0V の点において、数mV 以下の誤差、1m sec 以下の遅れを以て、完全に切らなければならない。そのようなことは、二極管を以てしては不可能であり、特殊な高速度リレーによるより外に、適当な解決策はない。

〔C〕 過負荷防止装置

アナコンの精度をあげるには、低速型を使わねばならぬが、同時に、低速型の缺点であるドリフトを防止する補償回路を設けなければならない。このドリフト補償回路として最も広く使われているのは、チョッパと交流増幅器との組合せであり、その出力回路には時定数 20~30 秒の RC 回路が必ず附加される。この大容量の C には、正常な動作状態の下では、 $\pm 10\text{mV}$ 以下のチャージが加えられているだけである。

然し、直流増幅器が過負荷になり、全体としてのゲインが 0 になると、入力電位を低く抑えていた負饋還回路の働きが中断されるためグリッド電位はどんどん高くなり、上記の C には数倍・数拾倍のチャージがたまる。

このような状態の下では正常な計算は出来ないから、装置を RESET して、問題を解き直さなければならない。この間の所要時間が数分程度であると、過負荷でたまつたチャージが抜け切れないうちに次の計算が再開され、大きな誤差の原因となる。入力側のグリッド電流の悪影響を避けるために、C を入れて直流を切る回路では、更にこの C についても、上と同様の問題が発生する。

故に、増幅器が過負荷にならないような工夫をするか、又は、過充電されたこれらの C を急速に放電させるような機構を考える必要がある。

〔D〕 出力のテープ記録装置

時間について連続な動学的多変数極値問題を解くには、最初の推定解を input し、その結果を再び input する、という繰り返えし過程を通じて、次第に最終解に近附けてゆく、というやり方をとる必要がある。そのためには、出力を正確に記録し、それを数秒乃至数分後に、0.1% 以内の誤差で取り出すことのできる装置を準備しなければならない。

Electronic Associates 社の Variplotter と Function Generator との組合せ、及び、最近 Reeves 社で試作されたテープ式記録再生装置などが、この要求を或る程度満足させるものと考えられる。吾国の試作品は、精度の点で未だ問題があるようである。これらの装置は、dead-time simulator としても使うことができる。

〔E〕 操作の自動化

このような多数の増幅器と、数百・数千のポテンシオメーターを操作する

には、非常な努力と時間とを必要とする。何等かの方法で自動化することを考えないと、問題を解く正味の時間よりも、準備のために数倍・数拾倍の時間をとられる、という不利益をまねくことになるであろう。最近のアメリカにおける大型アナコン（500 増幅器以上）の傾向も、そのような自動化の方向に向いつつあるものようである。

ポットの設定は、ポット・ナンバーと係数值とをパンチしたカードを挿入さえすれば、サーボ・モーターとデジタル・ボルトメーターとが自動的にその所定値にシャフトを廻転させる。過負荷になれば、その時間において自動的に計算を停止させる。出力の定常値は、デジタル・ボルトメーターに電気タイプライターをつなぐことによつて、自動的にタイプされる。等々の機構を実現させることは、それほど困難なことではない。

然し、最も重大な課題は、面倒な変数変換手続きの自動化、であろう。なまのまのデータを入れさえすれば、それを適当に変換して、増幅器の出力電圧の全変域を有効に使い、出た答えを再び元の現実の値に戻す、という操作が、全部自動化されるならば、アナコンの利用価値は数倍に高まるであろう。

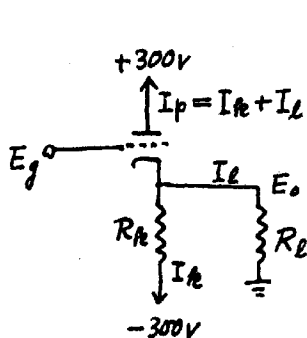
第二章 出力回路の選定

MP 問題を解くためには、プラス出力電圧・大電流の増幅器と、プラス・マイナス出力電圧・小電流の増幅器とが必要である。出力電圧の測定に±100Vのデジタル・ボルトメーターを使用する関係上、これら直流増幅器の出力電圧も、+100V~0V、及び +100V~-100V とする。但し、カット・オフ点に近付くと増幅率が次第に低下するので、これらの出力電圧範囲において十分な増幅率を保たせるためには、余裕をみて、少なくとも、+120V~-10V 及び +120V~-110V に設計しておかなければならない。真空管の正出力側のカット・オフ点における E_0 の値は、かなりのバラツキをもっているから、十分な余裕を見込んで設計する必要がある。然し、負側のカットオフ点は、 R_k と R_i との関係で定まり、バラツキは、その点における E_{sk} のバラツキとして現れてくる。

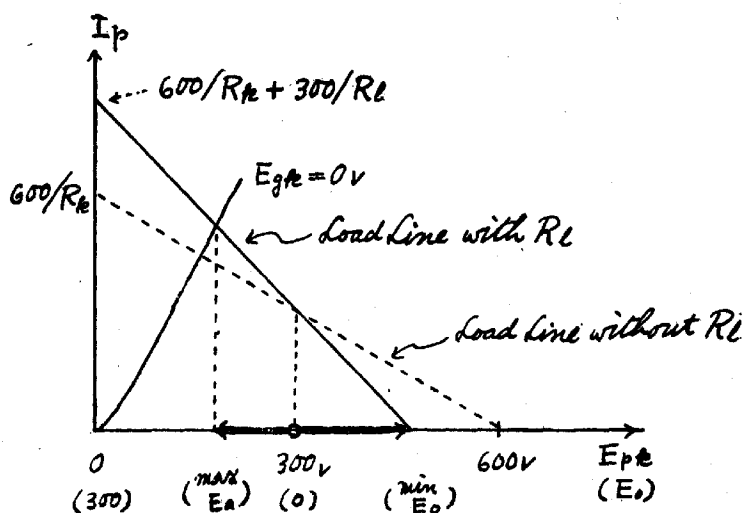
まず、正出力電圧・大電流アンプの方から考えてみよう。

〔A〕 正電圧・大電流出力回路

市販アナコンにおいて最も屢々採用されているのは、カソード抵抗つきカソード・フロー回路である(第1図)。この回路の出力電圧のカットオフ点は、



(第1図)



(第2図)

プレート特性表から、簡単に求められる(第2図)。まず、B電源の電位差600Vの点を横軸上に、また、カソード抵抗 R_k を直接この電源につないだ場合の電流量 $600V/R_k$ K Ω (mA) の点を縦軸上にとり、この二点を点線で結ぶ。これは、いわゆる、ロード・ラインに外ならない。無負荷時の動作状態は、この負荷線で決定される。

これに R_L の負荷をつなぐと、当然 E_0/R_L だけの追加電流が、球のプレート・カソード間を流れなければならない。球にかかるプレート電圧 E_{pk} が0Vならば、出力電圧 E_0 は300Vであるから、このときの追加電流量は $300/R_L$ となる。 $E_{pk}=300V$ とすれば、 $E_0=0V$ 、従つて、追加電流も0mAである。この二点を実線で結べば、第2図のような、修正された負荷線を引くことができる。これが負荷時におけるこの回路の動作状態に外ならない。

この修正負荷線の上で、実現可能な部分は、グリッド・バイパス E_{gk} が負であり、且つ、プレート電流 I_p が正である部分だけである。従つて、 $E_{gk}=0V$ の線と修正負荷線との交点で E_0 は上方にカット・オフになり、横軸と修正負荷線との交点で下方にカット・オフになる。更にまた、修正負荷線の一部が、 $I_p \times E_{pk} \geq \max D_p$ なる領域、つまり、真空管が過負荷に陥るような領域を含

むならば、そのような動作状態を永く続けることができないことも、注意しておかなければならない。以上は、与えられた回路常数から出発して、その動作状況を求めたのであるが、次には、或る目的を与えて、それに最も適した回路を設計する方法を考えてみよう。

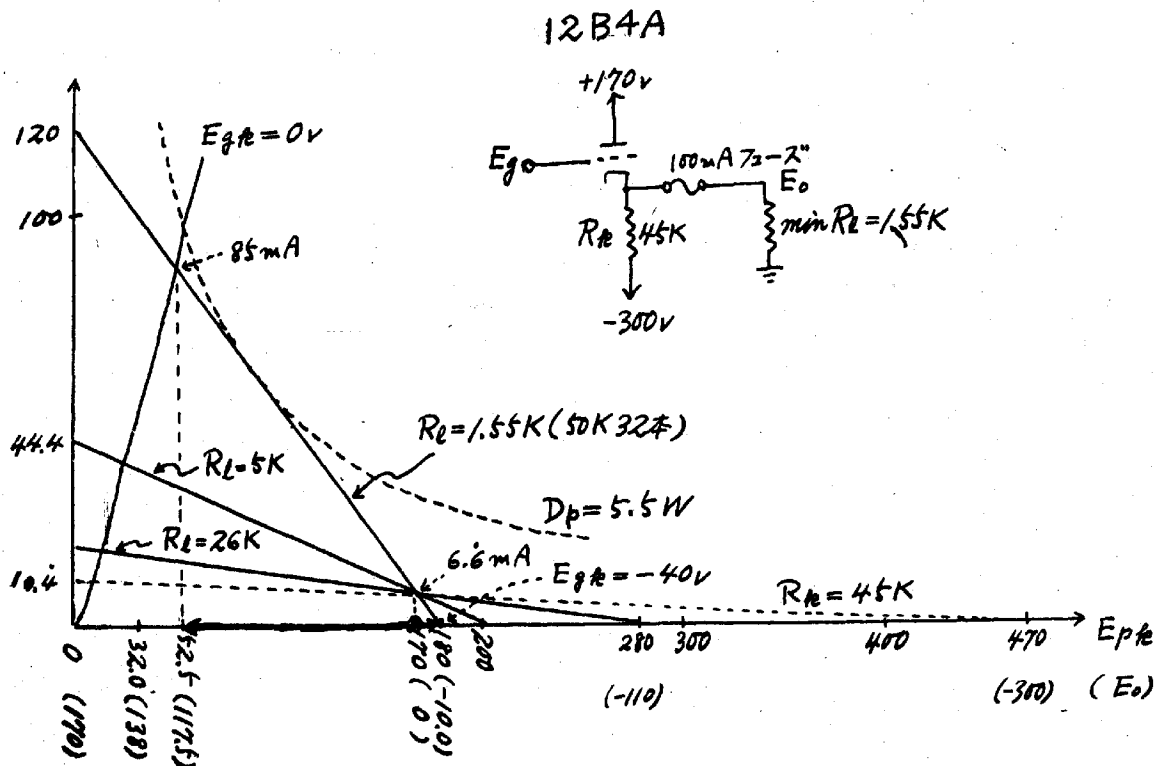
吾々の要求は、 $+120V \geq E_0 \geq -10V$ であることと、できるだけ多くの出力電流を取り出すことである。それには、一体、どのような真空管を選んだらよいであろうか。まず第一に、プレート損失 D_p の大きいこと、が要求される。然し、単に D_p が大きいだけでは不十分である。第2図を見れば明らかなように、プレート特性図における $E_{pk}=0V$ の曲線と修正負荷線（それは $\max D_p$ を超さない範囲において、できる限り急傾斜になるように引かれる）との交点における I_p が大きくなければならない。同じ $\max D_p$ の球でも、一般的に言つて、 $E_{pk}=0V$ の線が垂直に近いほど、上記の I_p を大きくとることが可能である。但し、それと同時に、電源電圧 $+E_0$ を $+300V$ から引き下げなければならないことは、いうまでもない。

増幅器を小型化するという要求から、管種を mT に限定すると、上記の条件に最もよく応えることのできるのは、テレビの垂直偏向用低 μ 三極管である。これらの球は、低いプレート電圧で大幅な出力電圧振幅が得られるから、その D_p は少くとも、アンプ出力用の大 D_p 五極管よりもむしろ大きな出力電流がとれる。そればかりでなく、同一出力に対する D_p が少くてすむことは、機内温度を引下げ、B 電源の負担を軽くする、という大きな副次的効果をもたらすことになる。この種の真空管としては、下記のようなものを挙げることができる。

管名	max D_p	プラス・カットオフ		max E_{pk}	max E_{pk}	max I_k	μ	用途
		E_{pk}	I_p					
6360 (三結 パラ)	14.0 ^W	?	?	300 ^V	100 ^V	120 ^{mA}	?	電力増幅
6R-P15(三結)	13.5	152 ^V	90 ^{mA}	300	100	—	16	電力増幅
6BQ5(三結)	12.0	145	83	300	100	65	16	電力増幅

12DW5	11.0	?	?	?	?	?	?	垂直偏向
7044	8.0	?	?	?	?	?	?	垂直偏向
6S4A	7.5	130	58	500	250	30	16	垂直偏向
6DE7 (#2)	7.0	73	95	275	200	50	6.0	垂直偏向
6BM8 (三結)	7.0	?	?	250	200	50	?	電力増幅
6CS7 (#2)	6.5	145	45	500	200	30	15.5	垂直偏向
12B4A	5.5	70	80	550	200	30	6.5	垂直偏向

一見して明らかなように、低増幅率垂直偏向三極管 (例えば12B4A) では、電力増幅管 (6R-P15) の半分以下の $\max D_p$ しかないにもかかわらず、そのプラス・カットオフ点における I_p の値と殆んど変らぬくらいの大電流を流すことができる。12DW5, 7044 のような、更に D_p の大きい垂直偏向管を使えば、恐らくカットオフ点で 120~130mA を流し得るものと想像されるが、手



(第 4 図)

許に特性表がないので、ここでは、まず、12B4A を使つて設計してみよう。その手続きは、次のようにすればよい。

12B4A のプレート特性図の上に、 $D_p = 5.5W$ のカーブを引き、それに切する種々の負荷線を描き、横軸との交点から $E_{gk} = 0V$ 曲線との交点までの横幅が $130V$ 以上で、而も $E_{gk} = 0V$ 曲線との交点における I_p が出来るだけ高くなるようにする。横軸 $180V$ 、縦軸 $120mA$ の二点を結ぶ負荷線が、大体この要求を充すことができる (第4図)。

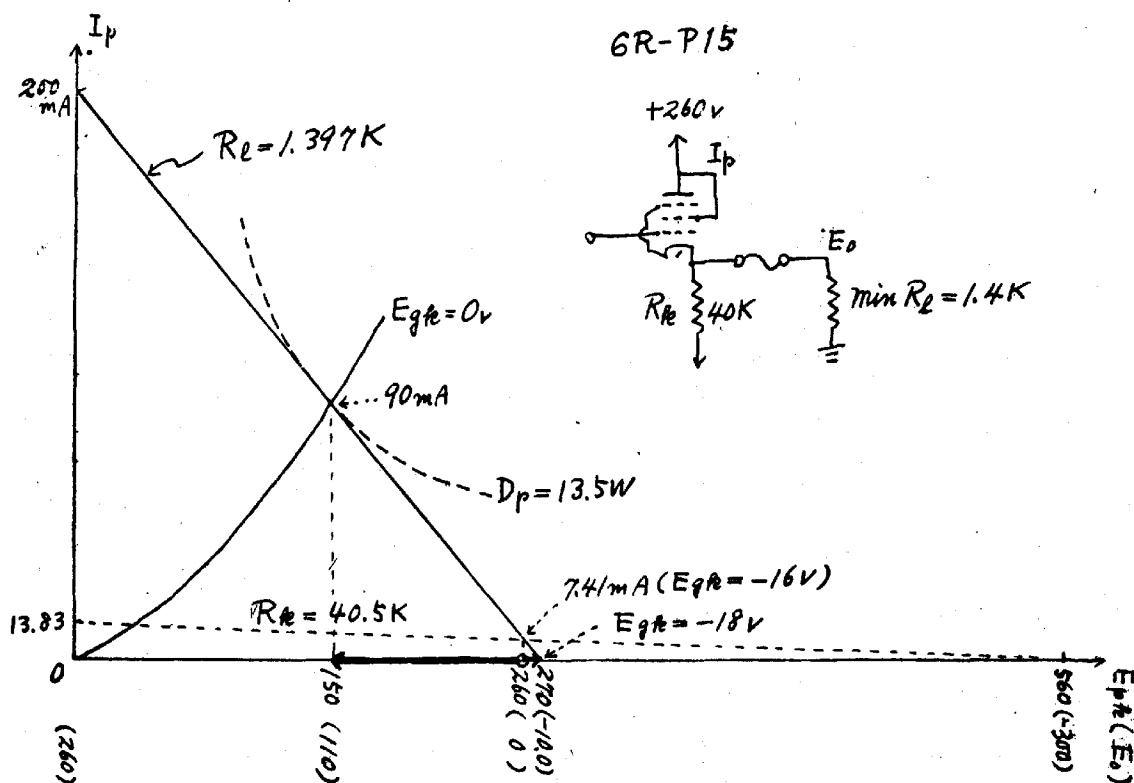
この負荷線上のプラス側カットオフ点における最大 I_p は $85mA$ であつて、定格値 $30mA$ を遙かに超えるけれども、 D_p が定格以下であれば問題にならない (ラジオ技術, Feb. 1958, p.167), とのことである。次に、マイナス・カットオフ点における出力電圧を $-10V$ と抑えれば、 $E_{pk} = 170V$ において $E_0 = 0V$ になり、従つて、所要B+電源電圧は $170V$ となる。 $E_0 = 0V$ (則ち $E_{pk} = 170V$) の点では負荷電流は $0mA$ 、従つて、 $E_{pk} = 170V$ における $I_p = 6.6mA$ は、全部 R_k を通過しなければならない。マイナスB電源電圧を $-300V$ とすれば、この $6.6mA$ を流すに必要な R_k の値は、 $300V \div 6.6mA = 45K$ と決定される。この、 R_k を通る電流と E_{pk} との関係を示したものが、図上の点線に外ならない。この点線と横軸との交点 $10.4mA$ を $120mA$ から差引けば、残りの $109.5mA$ が、 R_l に流し込むことのできる電流量となる。これと E_0 との関係から R_l の値を求めれば、 $R_l = 170V \div 109.5mA = 1.55K$ となる。これは、 $50K$ ポットならば32個接続できることを意味する。その際の最大 E_0 は、図より、 $117.5V$ であることを知る。

負荷 R_l を $5K$ に落せば、 E_0 の振幅は $+138V \sim 30V$ に広がる。この変域は、 R_k の抵抗値が高くなるほど、広がるが、その最大 E_0 は、決してB電源の $170V$ を超えぬこと、言うまでもない。若し、負荷を少なくしてもよいから、もつと正の最大出力電圧を高くしたい、というのであれば、+B電源の電圧を $170V$ 以上に引き上げると同時に、その増加電圧を $I_p = 85mA$ の状態で丁度補償するに足るプレート抵抗 (B を $255V$ とすれば、 $R_p = (255V - 170V) \div 85mA = 1K$) を挿入すればよい。この場合の動作状態は第4図と全く同じであるが、唯、負荷線上の同一点に対応する E_{gk} バイアスの値が深くなつてく

る点だけが、相異点である。また、このままの回路定数で、負側を $-110V$ 以上振らせたいときは、負荷抵抗 R_L の値を $26K$ 以上とすればよい。それに伴って、正側の出力電圧も $+155V$ 以上になる。

6DE7 のプレート特性は、大体において上記の 12B4A のそれと大差なく、 D_p だけが $5.5W$ から $7W$ に増大されているものと推定される。この推定が正しいとすれば、B+ 電源 $180V$ 、 $R_k = 37.5K$ とし、 $1.33K$ の負荷を $120V \sim -10V$ の範囲で振ることができるであろう。

同様の設計方針に従って、電力増幅用五極管 6R-P15 の三極管結合による出力回路を設計してみると、第5図の結果が得られる。一見して明らかなように、 D_p が 12B4A に比べて 2.5 倍になつたにも拘らず、 $+110V$ における出力電流は、 $71mA$ から $78.6mA$ へと、僅かに 11% しか増していないことに、驚かされる。電力増幅管を使うことの唯一の利点は、 μ が高いために、カットオフからカットオフまでの所要 E_{gk} の幅が、半分以下ですむ点だけで、それ

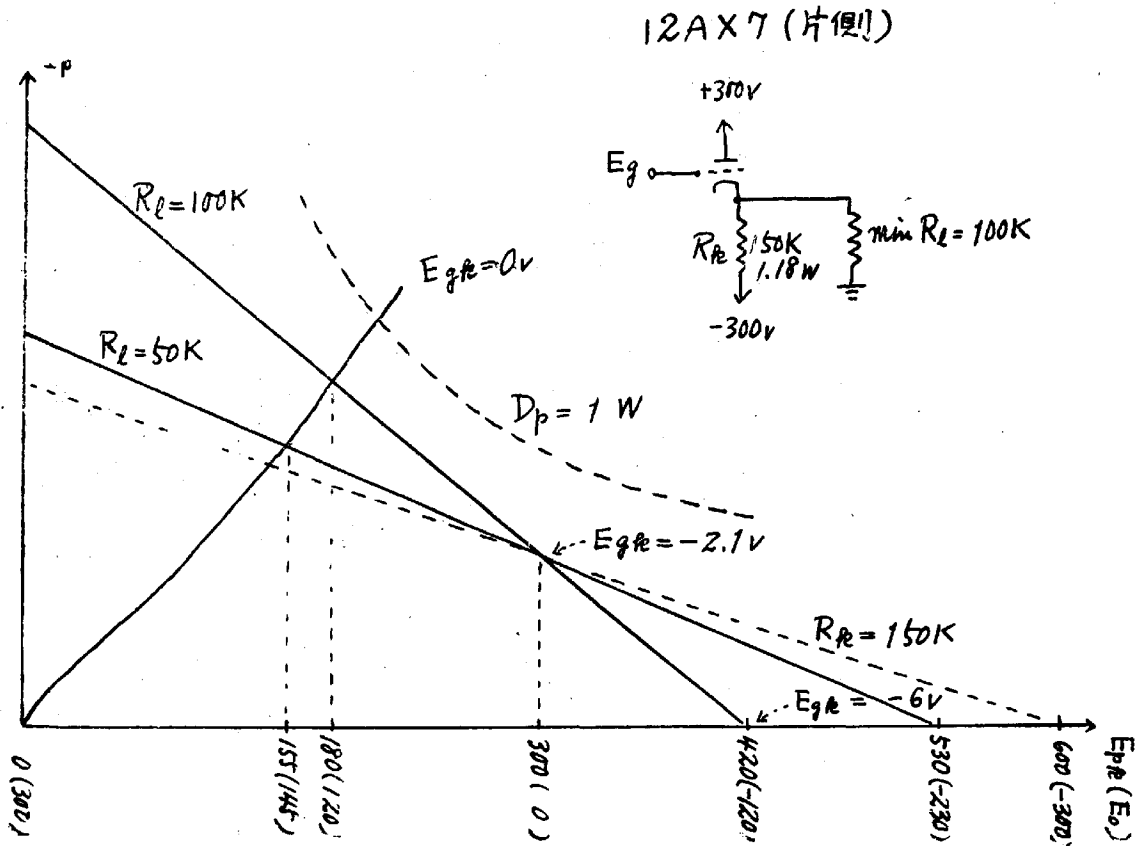


(第 5 図)

以外には何の取柄もない。 $1.55K$ 以下の負荷抵抗を接続したいときは、12D4A を二本パラに使つた方が、却つて有利である。

〔B〕 小電流・正負電圧出力回路

±120V の出力電圧に対する負荷は、次段の計算入力抵抗 1M と、それ自身の饋還回路抵抗 1M と、従つて合成値として 500K が接続されるだけである。この程度の微小負荷であれば、真空管の D_p の値を気にする必要は全然な



(第 6 図)

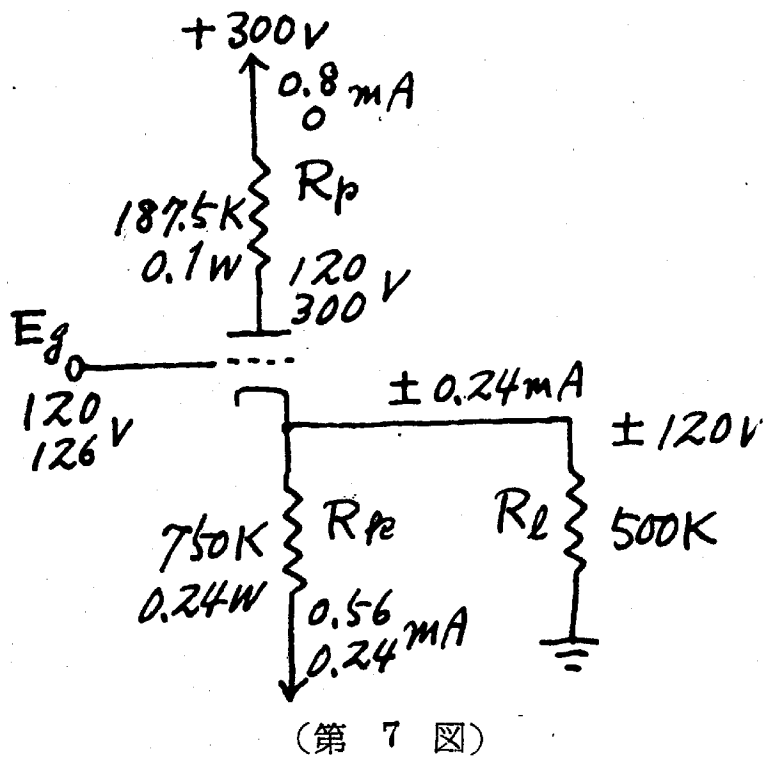
い。とすれば、これだけの E_0 を振るに必要な E_{gk} の p-p 値をできるだけ小さくすることが望ましい。従つて、高 μ 三極管 (12AX7) を使うべきである。その計算結果を、第 6 図に示す。負荷 $R_L = 100K$ で $\pm 120V$ の出力であるから、 $R_L = 500K$ では $+145V \geq E_0 \geq -230V$ に拡大される。双三極管部をパラに接続すれば、 $R_L = 50K$ とすることも可能である。

負荷抵抗が絶対に 500K 以下になることがないならば、次のような設計方針により、より少い I_p で、同じ目的を達成することができる。則ち、 $R_L = 500K$ 、 $R_k = xK$ とすれば、負側カットオフ電圧が $-120V$ であるためには：

$$300V \times \frac{xK}{500K + xK} = 120V$$

が、成り立たなければならない。これから x を求めると、 $R_k = 750K$ となる。

次に、この $R_k = 750K$, $R_l = 500K$ の状態の下で、 $E_0 = 120V$ となるためには、 $(300V + 120V) \div 750K = 0.56mA$ と、 $120V \div 500K = 0.24mA$ との合計値 $0.8mA$ がプレート流れなければならない。これだけの I_p において丁度カットオフになる E_{pk} をプレート特性表から求めれば、 $E_{pk} = 30V$ となる。従つて、プレート供給電圧は、 $120V + 30V = 150V$ にならなければならない。これを $+300V$ 電源から供給するためには、 $R_p = (300V - 150V) \div 0.8mA = 187.5K$ をプレート回路に挿入する必要がある (第7図)。



前に述べた、 $\max D_p$ 曲線に切する負荷線から出発する設計法は、 E_0 の限界値が与えられたとき、負荷電流を最大にする回路定数を求める方法であつた。今回の設計法は、逆に E_0 と負荷電流とが与えられた場合に、これを最小の D_p で実現する方法を求めるものである。その何れを採る

かは、その場の要求が何であるかによつて、合理的に決められなければならない。

第三章 負出力の遮断

大電流増幅器の負出力電圧を遮断するには、二極管整流、終段管自身のカットオフ、高速リレーの三つの方法が考えられる。以下、その利害得失を検討してみよう。

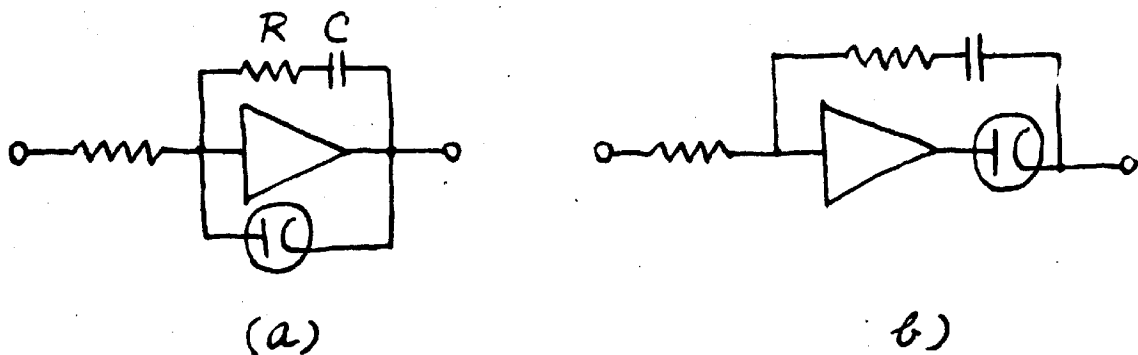
〔A〕 二極管で整流する法

理想的な整流装置は、順抵抗 0Ω 、逆抵抗 $\infty\Omega$ 、且つタイム・ラグ 0 、でなくてはならない。しかるに、現実の二極管の順抵抗は $300 \sim 2,000\Omega$ もあり、

数拾 mA の大電流を流したとすると、その管内電圧降下は 10~100V にも達し、到底使いものにならない。積分加算演算を低出力増幅器に受けもたせることにすれば、最大出力電流 0.24mA における管内電圧降下は、僅かに 0.072V ~0.48V であり、100V 出力電圧に対する誤差を、-0.07%~-0.5% に抑えることができる。その対逆抵抗も、順抵抗の $1 \times 10^7 \sim 1 \times 10^{10}$ 倍であるから、3,000M~20,000,000M にも達する筈であり、殆んど無限大として扱って差支ないであろう。

このような優れた特性にも拘らず、二極管を使うことができないのは、その低電圧における整流特性が極めて悪い為である。カソードから飛び出す熱電子は、それ自身のエネルギーを持っているから、プレート電圧が 0 であつても、その一部はプレートに到達することができ、従つて、プレートが負、カソード正の電池として働き、その起電力は 0.2V を超える。この熱電子の流れを完全に抑えるためには、6AL5 においては -4V の E_{pk} を必要とする。このように、 E_{pk} の絶対値が数V以下であると、 I_p と E_{pk} との関係は全く混乱し、整流器としての役割を果すことができなくなつてしまう。

この缺陷を或る程度まで補正する手段としては、二極管を計算用饋還回路の中に組み込んでしまう方法を探ることがある (第8図)。(a) 回路では、負出



(第 8 図)

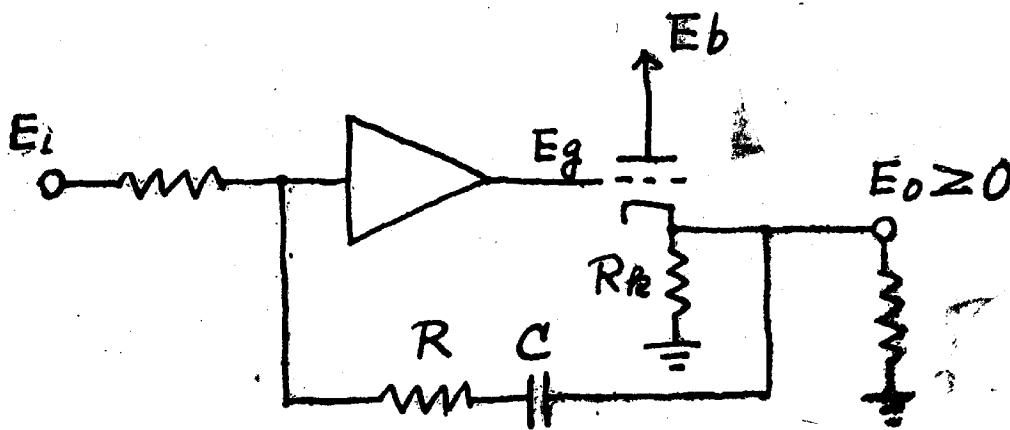
力遮断中は饋還回路が短絡されているから C のチャージは 0 のまま保たれる。然し、(b) の回路では、その間、饋還回路の出力側はポットを通じてアースに、入力側は 1M の抵抗を通じて高電位に接続されるので、C が充電されることになるから、単なる加算回路としては使えても、積分計算をさせることはできない。故に (a) の方を採用すべきである。

この二極管回路の唯一の利点は、応答速度の速い点である。従つて、精度を犠牲にしても速い応答を要求される場合（繰返し型アナコン）にのみ、使用に値するものとなるであろう。因に、(a) 回路は今一つの利点、即ち、低速型として使う場合にも過負荷防止対策を必要としない、という長所を持つことを附記しておく。

饋還回路の内部に二極管を組み込むことにより、高い E_0 における誤差を軽減し得ても、0Vの附近における非線型性は、依然として残存するであろう。

〔B〕 出力管のカットオフを使う法

カソード・フォロワー出力段の R_k の下端を、負電源から切離して、直接アースにつなげば、出力電圧 E_0 は絶対に負になりえないこと、いうまでもな

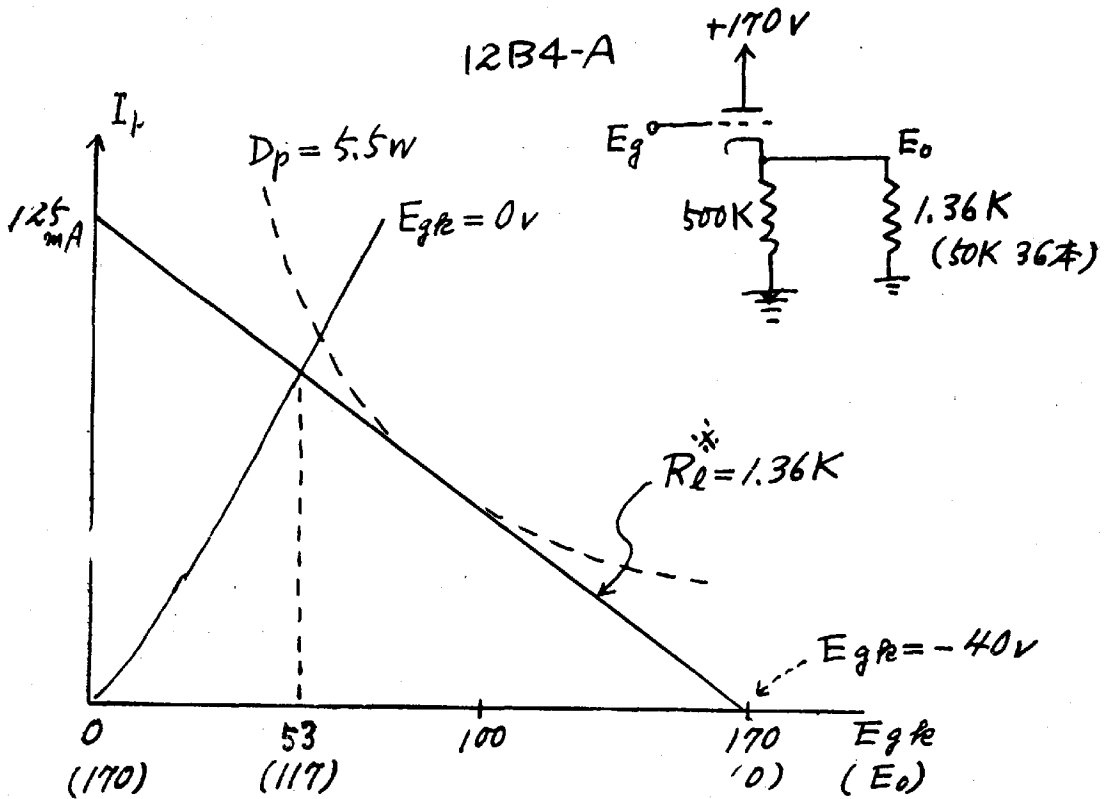


(第 9 図)

い。 R_k と R_i とは全く併列になつてゐるので、 R_k は可及的に高い値(100~500K)を与えることができる。この回路は、最も単純なカソード・フォロワー回路であるから、その動作状況は、プレート特性図の上で横軸 E_0 の点と縦軸 E_0/R_k^* (R_k^* は R_i と R_k との実効値)とを結ぶ負荷線で表わされる。

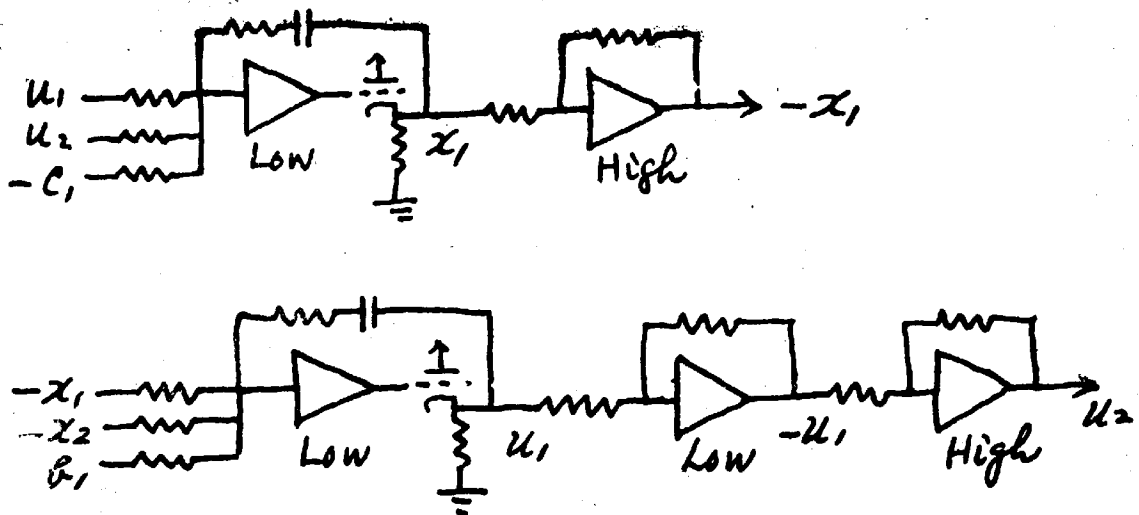
二極管の場合と異り、 $E_0 = 0V$ におけるカットオフ特性は極めてシャープである。然し、12B4Aのような低 μ 管では、カットオフ点の附近におけるゲインの低下が緩慢且つ大幅であるため、そのような缺陷の少い6R-P12の方が、よりシャープに切れるであろう。高出力とブロード・カットオフ、低出力(同一電力消費に対し)とシャープ・カットオフ、その何れの組み合わせを希望するかによつて、出力管を適当に選ぶべきである。

12AX7ならば極めてシャープな切れ味をみせるであろうから、12AX7を終



(第 1 0 図)

段管とする低出力アンプで加算積分を行い，その出力を高出力符号変換器にインプットする方法も，有力な対策として考えてみる必要がある。



更に， $E_0 = 0 \text{ V}$ において，積分用の C がチャージされないようにするには，是非も過負荷防止機構を付けて，入力電位を 0 に抑えておかなければならない。

実測の結果，以上の回路でもやはり誤差が多くて使いにくいことが分つたと

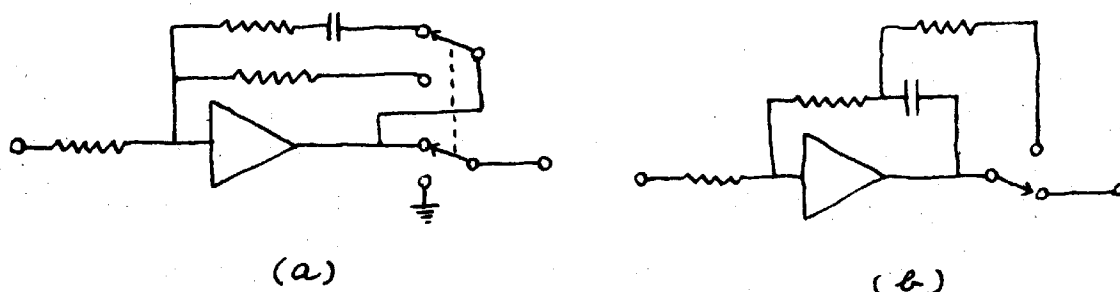
するならば、最後の手段として、高速度リレーによる機械的整流法を考慮しなければならない。

〔C〕 リレーによる整流法

順抵抗 0, 逆抵抗 ∞ という要求を満足できるのは、リレーだけである。この理想的なリレーも、動作時間が遅いという困った缺点をもっている。通常の低速型アナコンに使う場には、動作時間 1m sec, 動作電圧 10~20mv 以内であれば、充分実用になる。動作時間だけから考えれば、富士電機の 113 号速度リレー (1~3m sec), 151 号超小型リレー, (2~8m sec), 54 型有極リレー (2.5m sec?), 日電のリード・リレー, mT レー (4~5m sec) 等によつて、或る程度この要求を満足させることができる。然し、Stevens-Arnold 製の Ultra-Highspeed-Relay (200 μ sec) ような優れた製品は、未だ吾国では製作されていないようである。

次に、感度の点から考えれば、桑野電気製超小型メーター・リレー (SN-4, 4A, 5) は $10\mu\text{A} \times 1.5\text{K}\Omega = 14\text{mV}$ の入力電圧変動で動作させることができる。有極リレーでは $0.19\text{mA} \times 9\text{K}\Omega = 1.71\text{V}$, 富士超小型リレーでは $5\text{mA} \times 5.3\text{K}\Omega = 26.5\text{V}$, 日電の mT リレーでは $5\text{mA} \times 8\text{K}\Omega = 40\text{V}$, 富士の速動リレーでは $35\text{mA} \times 890\Omega = 31.15\text{V}$ を必要とする。従つて、メーター・リレー以外は、何等かの増幅装置を附けなければならない。

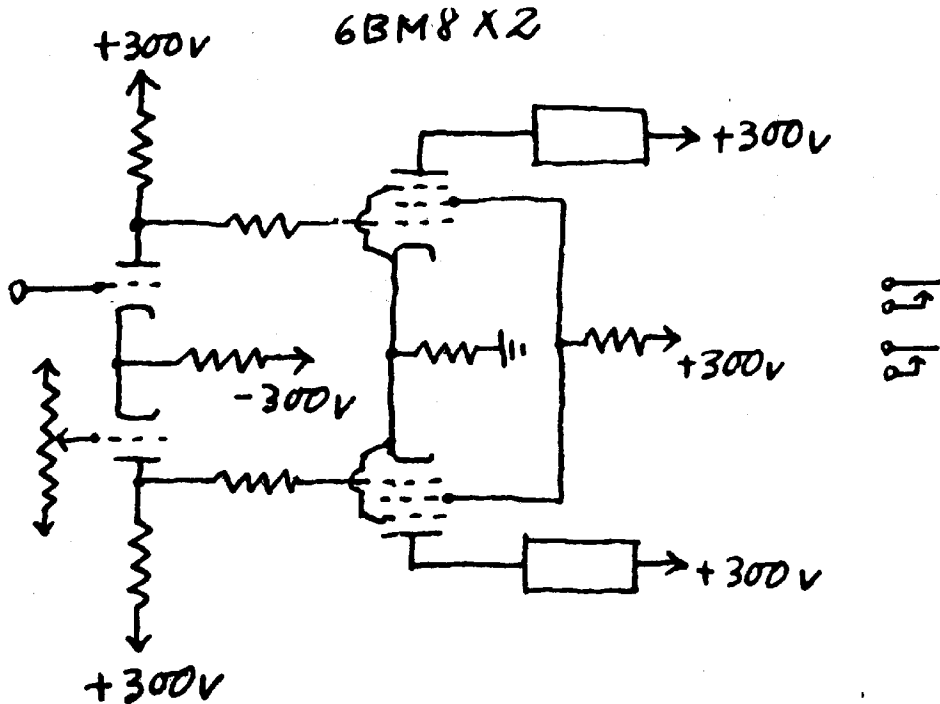
メーター・リレーは動作時間が遅すぎて問題にならないから除き、富士の速動リレーを取り上げて考えてみよう。要求される接点形式は、



(第 11 図)

第11図 (a) の如き、二組の転換接点が理想的である。然し、転換接点のストロークは、動作接点・静止接点に比べて 20~30 % 大であり、それだけ動作時間が大となる。従つて、若干の難点があつても (b) の回路で我慢するならば、

1~m sec で動作させ得るであろう。接点2組の場合の感動アンペア・ターンは 100AT, 動作 AT はその 2.5 倍であり, コイルは 3600 ターン, 890Ω のもの二個を差動的に働かせる。これから動作電流を求めると, $100\text{AT} \times 2.5 \div 3600 \approx 70\text{mA}$ となる。6BM8 の五極部二本を差動増幅器とし, E_{sg} を 80V 程度に下げ, 五極管のプレート回路にこの二つのコイルを挿入すれば, 何れも 70~80mA でカットオフさせることができる。残された二つの三極管部もまた, 差動増幅入力回路として, その出力を五極管部に直結する。それと同時に, 五極管部のカソードの動作点を 150V 付近におくようにしなければならない(第12図)。このコイル電流が 10mA から 80mA に増加するに必要な E_{sk} の動き

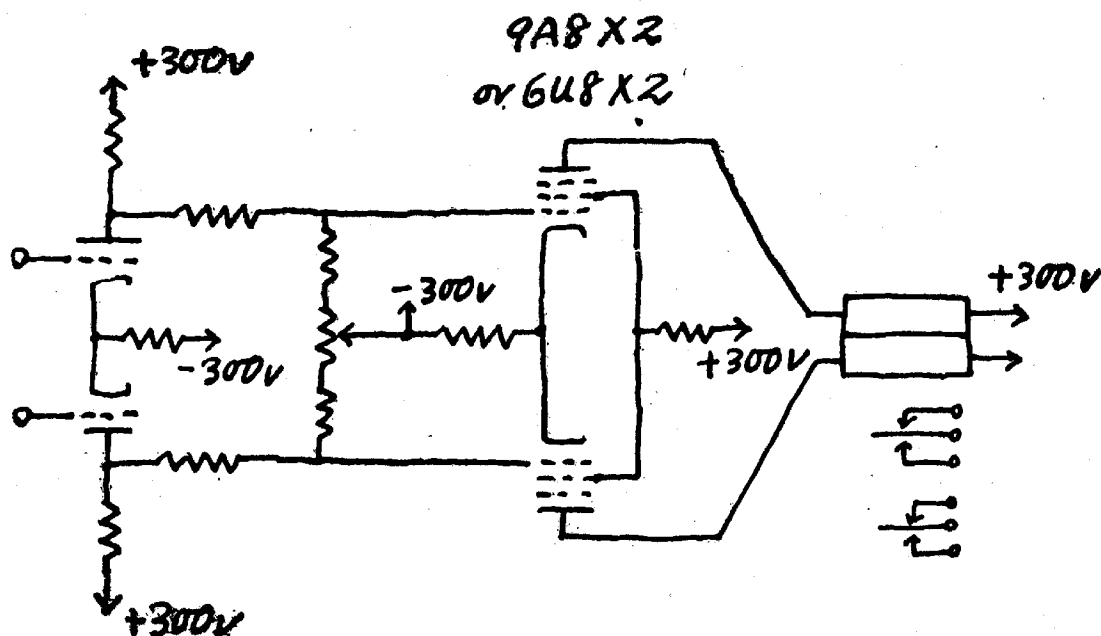


(第 1 2 図)

は約 8V であり, 前段のゲインを50と考えると, $8V \div 50 = 0.16V$ の入力が必要とする。これでは, 吾々の要求である 10~20mV の線からは遙かに遠く, 従つて, 速動リレーの採用はあまり好い結果をもたらさない, といふことができる。

有極リレーであれば, 動作時間も比較的短く, 且つ, 感度も極めて良好である。富士の 54MCFBV40/626/24 を使用すれば, 二組の変換接点を備えているので, 第11図の (a) 回路を採用することが許される。二個のコイルは, そ

れぞれ、感動アンペア・ターン 1.6, 巻数 20,500, 抵抗 $9,050\Omega$ である。従つて、感動電流は $1.6AT \div 20,500T = 0.08mA$ その 2.5 倍を動作電流にとれば、 $0.08mA \times 2.5 = 0.2mA$ となる。各コイルには 2~8mA の失行電流を流すことができる。 $9,050\Omega$ を通して 0.2mA を流すには、1.8V の電位差が必要であるから、これを 20~10mV に引下げる為には、少くとも、ゲイン 2,000 程度の増幅器を前置しなければならない。それには、9A8 又は 6U8 を第12図に類似の配線で使い、max I_p が 8mA を超えないように E_{s_s} を適当に定め、且つ min I_p が 2mA を割らない工夫を必要とする。 $I_p = 2mA$ における E_{s_k} は大略 $-2.5 \sim -3.0V$ と推定されるから、五極管の E_{s_k} がこれ以下に下らないようにするため、この $-3V$ に対応する三極管のプレート電圧を計算し、その点において三極管の E_{s_k} が丁度 0V になるように R_k を定めればよい。

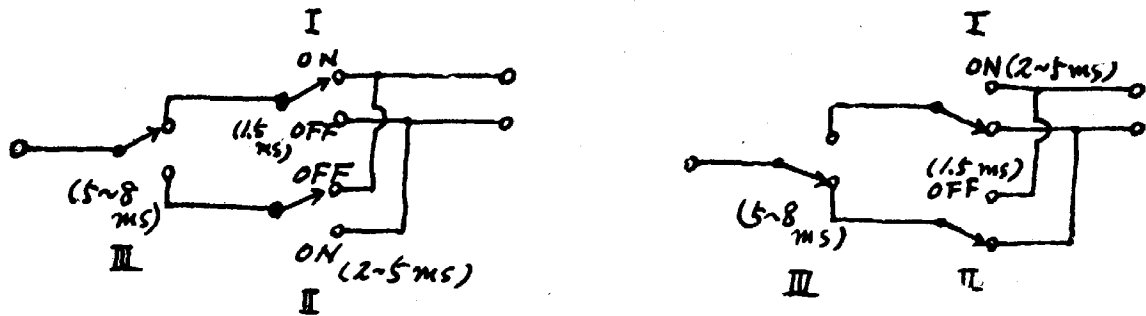


(第 13 図)

五極管の G_m を 4 ミリモーとすれば、0.2mA の I_p 変動は 0.05V の E_{gk} の変動に、それは更に、三極管入力 の 0.001V の変位に換えされる。則ち、動作電圧 1mV, 動作時間 2.5m sec 程度の w-w 型リレーが出来上つたわけである。これならば、使つて使えないことはないであろう。

富士超小型リレーの最低感動電流は 5mA, その 2.5 倍として 12.5mA の動作電流を、 $5,300\Omega$ のコイルに流さなければならない。これは、上記の有極リレーの場合の 60 倍以上であるから、第13図の回路に 6AW8A を使つたとし

ても、入力電圧 0.03V を必要とするであろう。他方、動作時間は make に 2~8 秒, break に 1.5 秒を要する。従つて、常に break で動作するような工夫ができれば、実用的に使えないこともないであろう。第14図は、そのような解決策の一つを示したものであるが、w-w 接点の動作をさせるためには 6 本のリレーを必要とし、従つて 60mA 以上の電流を食う計算になるから、あまりよい方法とは云えないであろう。



(I, II を差動動作で使う)

(第 14 図)

最後の、リード・リレーについては、資料未入手のため、触れることができなかった。サイラトロンの使用についても、慎重な検討が必要であろう。

第四章 過負荷防止対策

直流増幅器の最大の難点は、ドリフトの存在である。従つて、特に低速型アナコンの演算増幅器として使用する際には、ドリフト安定化のためのチョッパ付き交流増幅器の併用を缺くことができない。

この交流増幅器の使用は、ドリフトを除くのに大きな貢献をする反面、過負荷から恢復に長時間を要するという不利益の原因ともなる。則ち、この交流増幅器の出力側には、20~30秒という大きな時定数をもつ整流用 CR 回路が附いている。また、場合によつては、入力回路に流れるグリッド電流を遮断するために、0.01 μ F 以上の C が挿入されていることもある。計算の途中で、出力電圧が上下のカットオフ点に到達すると、直流増幅器のゲインは急にさがり、今まで入力側の電位を 0 に抑えていた力が除かれるため、入力電位の絶対値は急速に高まり、そこに存在するこれらの大容量の C を一杯に充電する。

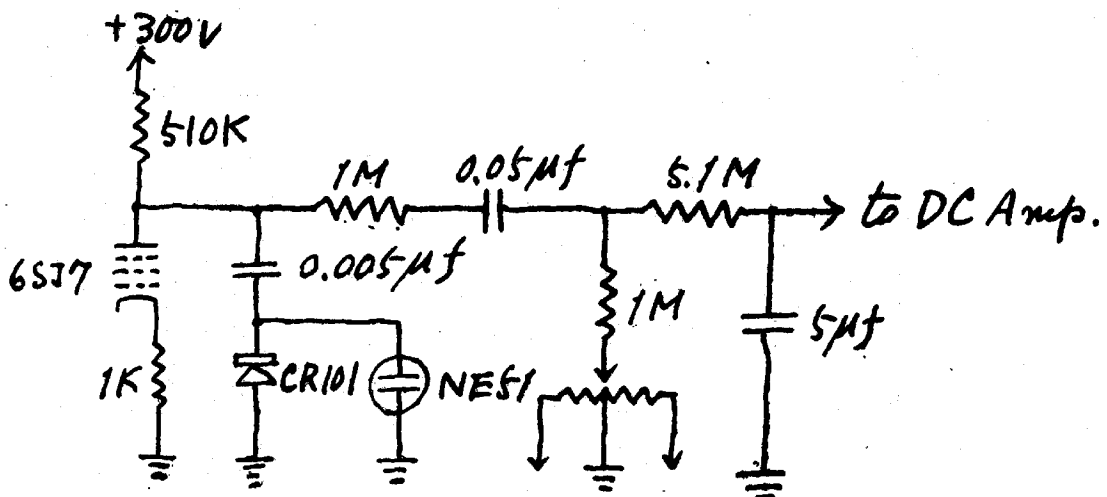
それ故、これらの C を全部放電した上でないと、次の計算にかかることができない。時定数30秒の回路に充電された 30Vのチャージを、百萬分の一の $30\mu\text{V}$ にまで自然放電させるには、恐らく10分以上かかるに違いない。これは大変な時間のロスである。

これには、根本的に考えて、二つの対策が可能である。その一つは、過負荷の都度、C をショートして放電させるやり方であり、他の一つは、過負荷が殆んど起らないような回路を考えることである。

〔A〕 過負荷の検出法

演算増幅器自体の出力電圧が、或る予め定められた限界 (例えば $\pm 100\text{V}$) を超えたことを以て、過負荷が発生したと見做す方法が、従来の一般的なやり方であつた。然し、過負荷の発生する出力電圧の値は、負荷の大小に大幅に支配される。最大の負荷を予定しておいて、その予め定められた負荷に対応するカットオフ電圧を求め、その電圧に達したならば計算を中止する、というやり方は、余りにも消極的といわなければならない。

最もよい検出法は、AC 増幅器の出力電圧が、或る所定の値を超えたか否かを調べるやり方である。この方法を採用すれば、各増幅器の出力電圧はその能力一ぱいに活用されることになる。但し、その反面、AC 増幅器の整流回路の時定数が長すぎるため、瞬間的に発生して直ちに恢復する過負荷は、この整流回路に吸収されてしまつて、出力端には現れてこない。たとい瞬間的な過負荷



(第 1 5 図)

であつても、その計算結果に及ぼす誤差は、決して少いとは限らない。対策と

しては、別個の、時定数の低い整流回路を通じて、検出電流を取り出すことを考えなければならない。Reeves社のアナコンでは、第15図の回路により、AC増幅器の終段管のプレート電圧変動を、 $0.005\mu\text{f}$ のCを通じて、ゲルマニウム・ダイオードで整流し、得られた脈流でネオン管を点灯するようにしている。

短時間の点灯を確実に認知するには、警報ブザー、増幅器番号指示盤等の併用が望ましい。然し、一つの増幅器の過負荷が原因となつて、他の増幅器を過負荷に陥らせることも考えられるから、過負荷増幅器の番号を知つただけでは、妥当な変数変換を求める資料とはなり得ないかもしれない。

〔B〕 C をショートする法

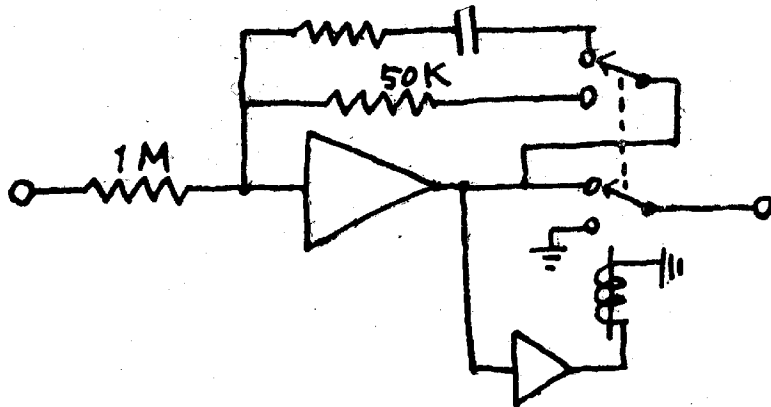
上記の方法で過負荷になつた増幅器の存在が確認されたならば、そのCが自然放電されるのを待つか、又は、Cを短絡させるか、しなければならない。

上記の検出電流を利用し、高感度メーターリレーを動作させて（或いは手動で）Cをショートする、ということも、勿論可能である。動作時間は遅くても差支ないから、技術的には大した困難はないであろう。然し、直流増幅器の入力端子に、直接計算に必要なCR以外の機材を取りつけることは、余り好ましいことではない。変数変換の修正にはかなりの時間を要するであろうから、あまり小細工をせずに、自然放電に任せた方が賢明かもしれない。

〔C〕 自動過負荷防止法

過負荷になつたら今迄の一切の計算を御破算にして最初からやり直す、というのであれば、上記のような検出機構をつけるだけですませることもできよう。然し、負出力電圧遮断の動作は、計算を中断することなしに繰り返し行われなければならない。則ち、出力が0から負へ向おうとする瞬間にこれを切断し、再び正に恢復しようとする瞬間にSWを入れなければならない。これには、二極管を使う法、真空管自身のカットオフによる法、リレーを使う方法、等が可能なこと、前にのべた通りであるが、どの方法で切るにしても、出力が切れている間に増幅器が過負荷状態に陥らないようにしなければならない。それには、過負荷になる瞬間に、第二饋還回路に切り換えることによつて、入力側の電位の高まりを抑えるのが、良い対策である。

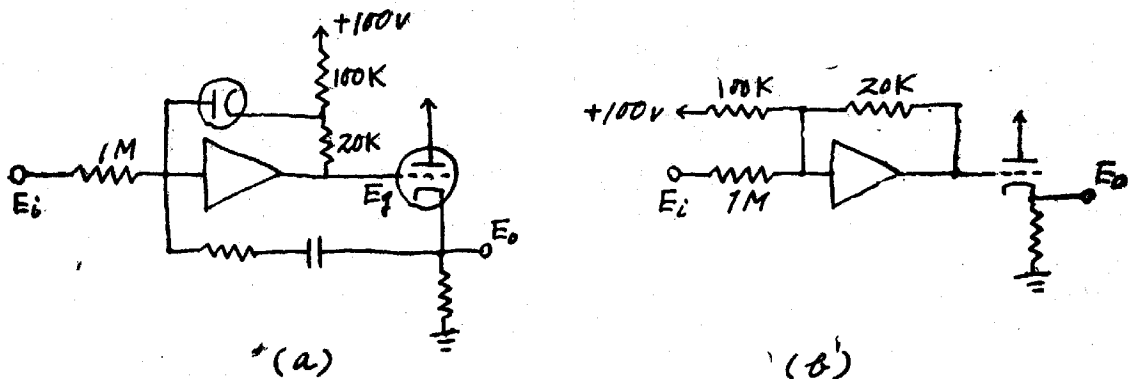
出力の負遮断をリレーで行う回路に対しては、この切り換えもやはりリレーにやらせるのが当然である。その一例を第16図に示す。



第 1 6 図

出力電圧が負になろうとする瞬間にリレーが動作して、出力端子をアースすると同時に、饋還回路を加算積分から $-0.05 \sim -0.02$ 倍の加算に切り換えることになる。こうしておけば、

入力の和が正（出力では負）である限り、その合計値が $200V$ に達したとしても、終段管のカソードの電圧は $-10 \sim -4V$ を超えず、従つて、その負側カットオフ電圧 $-10V$ に達する可能性は殆んどない。負荷が最大定格以下であれば、終段管の最低負電圧も大幅に低下するので、過負荷にならずにすむ入力電圧の範囲も $1,000V$ 以上になり、過負荷の心配は全くないと言つて差支ない。これと同じ動作を、リレーを使わずに真空管だけで行うには、第10図の回路に二極管を加えた、第17図の如き回路を利用することができる。



(第 1 7 図)

(Electronics, May 1952, p. 121)

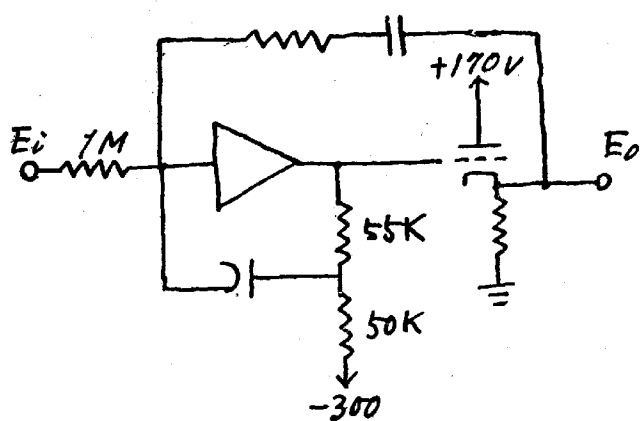
第二饋還回路を終段管のカソードからでなく、そのグリッドから形成させているのは、グリッド・バイアスをできるだけ深くかけて、カットオフをシャープにする目的から出たものである。出力管のカソード電流を殆んど0にするに必要な E_{gk} が $-20V$ であるとすれば、第17図の $100K$ と $20K$ との接続点の電

位は、 E_g が $-20V$ に達した瞬間に丁度 $0V$ になり、 E_g が更に位下すれば負電位となつて二極管が導通する。二極管が導通し始めると、動作状態は (b) の如くなる。出力管の I_p は 0 であるから、第一饋還回路は全然動作しない。この図から一見明かなように (b) の E_g は $-100V \times (20K/100K) - E_i \times (20K/1M) = -20V - 0.02E_i$ となる。従つて、前回同様、入力電圧 E_i の値が大となつても、前段管の出力がカットオフになる心配はなく、入力端子の電圧は殆んど 0 に保たれる。出力管の完全カットオフに要する E_{gk} が $-20V$ よりも深ければ、それに応じて $20K$ の抵抗値の修正を必要とすること、勿論である。

この回路の利点は、何よりも、その応答速度の速いことであり、高速繰返し計算にも充分使えるであろう。出力が 0 に近附くにつれて、出力管のゲインが次第に低下し、且つまた二極管のカソードが $0V$ に達しないうちに若干の電流が流れ始めるため、切り口の前後にいくらかの丸味の残ることは致し方ないが、 E_g が、所定の値以下に下れば、 I_k は μA 台になり、 E_0 は事実上 $0V$ と見て差支ない状態になるであろう。但し、このカットオフ時の E_g 値は、個々の球によるバラツキがかなり烈しいから、そのうちの最低電位によつて抵抗値を定めるべきである。

上述の如く、負遮断増幅器の整流動作は、高い反応速度を要求される関係上、過負荷になつてからその後仕末をするのではなく、過負荷自体が起らぬような機構を考えなければならなかつたわけである。然し、一旦そのような自動的装置が考案されたならば、前述のプラス側カットオフ、及び、低出力回路の正負側カットオフに対しても、これと同様の手段で対抗しようと思ふことは、当然と言わなければならない。

まず、高出力増幅器の出力を $+110V$ で切る方法を考えてみよう。動作の基本的原理は第17図のそれと全く同様で、唯、第二饋還回路への切換が $E_0 = +110V$ の点で、則ち、その際の E_{gk} を $0V$ とすれば、 $E_g = 110V$ の点で、二極管が導通し始めるように、二つの抵抗値を改めさえすれば充分である。第二饋還回路が形成されれば、当然そこに計算誤差が発生するから、以後の計算を停止しなければならない。従つて、種々の警報装置を必要とすること、前述の通りである。



(第 18 図)

この回路で問題になるのは、負荷が少くなることによつて出力電圧の上限が高まるのに、それを一切 +100V で切つてしまうことの可否である。出来るだけ E_o の利用可能域を広げるために、むしろ E_o の最高限界 +170V で切換るよう

にすることは不可能であろうか。+170V 切換回路において、出力管の実際のカットオフが +100V で生じたとする。これにより第一饋還回路は切れ、入力端子電圧は次第にマイナス側に降下し始める。饋還(その降下速度は、第一饋還回路の時定数に支配される)がとれると、増幅器はその本来の大増幅率を發揮して終段管の E_g を急速に上昇させる。この E_g が 100V 附近から所定の 170V に達するに要する時間は、恐らく 1m sec よりも遙かに短かく(但しグリッド電流遮断用の C が使われている場合は、もつと長時間を要するかもしれない)、従つて、 E_g は瞬間的に 100V から 170V へ飛躍し、直ちに第二饋還回路が形成されるであろう。実験の結果このような動作が不可能と判明したときは、最低値 110V で切ることも已を得ない。このように終段管自身がカットオフに達しないうちに切換を行うのであれば、直接終段管のカソードから第二饋還回路を形成させて差支ない。

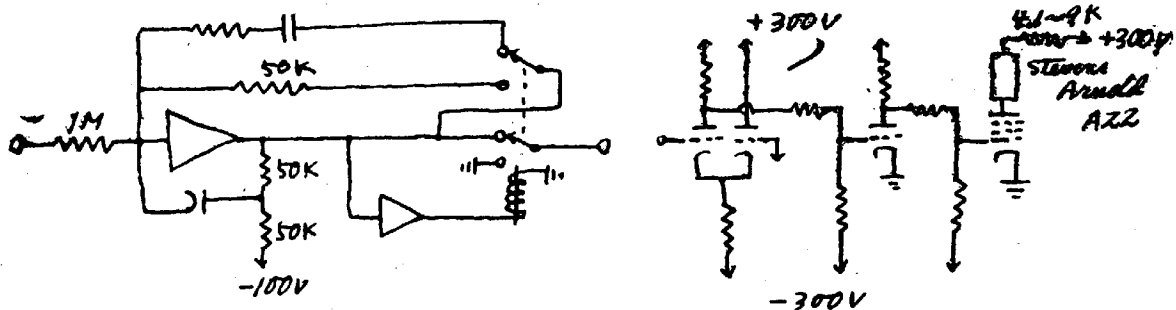
以上の記述は、低出力増幅器の出力を、その上下のカットオフ点で第二饋還回路に切換える場合についても、全く同様に妥当する。

二極管を饋還回路に入れておくと、二極管が非導通状態にあつても、或る有限の抵抗値を持ち、これが計算用 CR と併列に接続されることになるので、その対逆抵抗が少くとも 10,000M 以上あることを、実験的に確かめておくことを忘れてはならない。

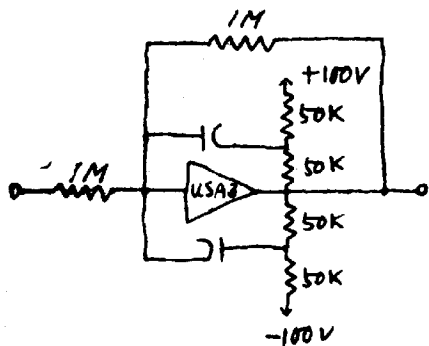
〔D〕理想的回路

以上の種々の考察を綜合してみると、負遮断には高速リレー、上下のカットオフに対しては二極管による過負荷防止、を採用するのが理想的である。

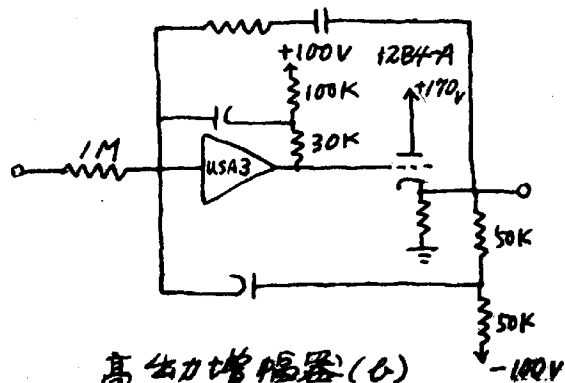
この論文の執筆中に、Stevens-Arnold の新型超高速リレー Milisec のカタログが到着したので、その A22 型 (単価 \$17.00) を使用した回路を以下に掲げておく。コイルの定格値は 53V, 13mA, 4,100Ω であり、電圧は定格値の 3 倍まで耐え得る。接点は二極双投、金合金を使つており、最大直流 110V, 250 mA, 最小電流には制限はない。常時開放接点が開放するには 0.1m sec, 常時接触接点の一旦開放されたものが再接触する場合には 0.15m sec, 常時開放接点が接触し、又は、常時接触接点が開放するには、constant current operation (コイルを高インピーダンス電源に接続するか、又は、高抵抗を通して低インピーダンス電源に接続する) の下では、何れも 0.2m sec である。



高出力増幅器 (a)



低出力増幅器 (c)



高出力増幅器 (b)

(第 19 図)

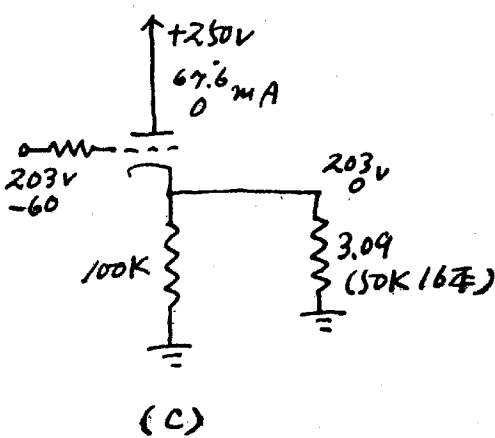
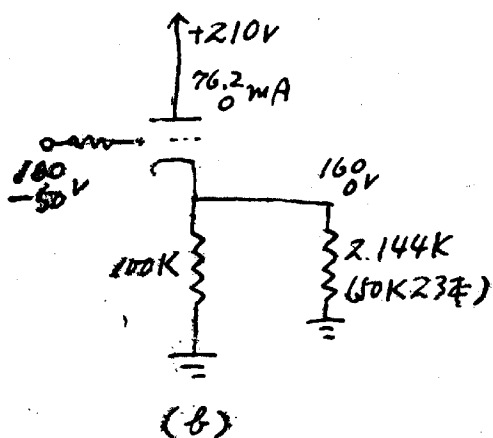
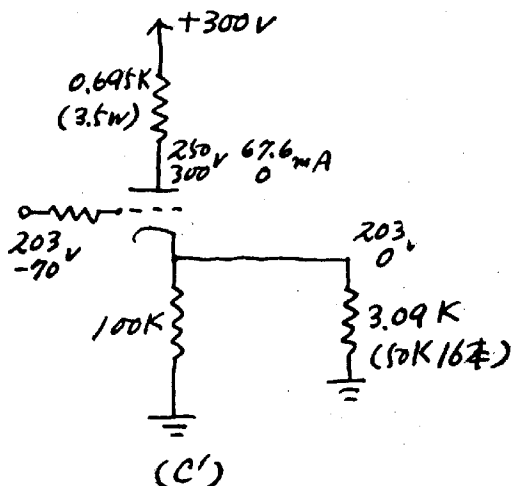
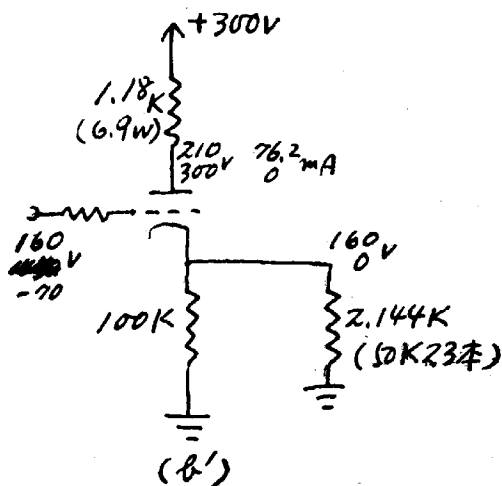
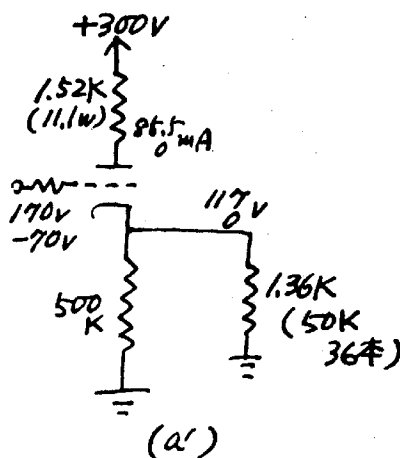
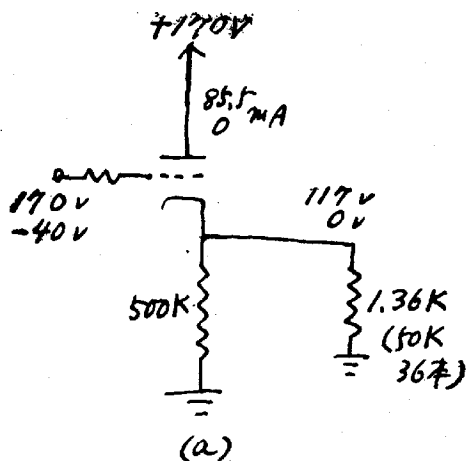
第五章 結 論

以上の技術的考察に基づき、且つ、現在筆者の直面している経済的事情等を考慮して、多くの可能な回路の中から、次のものを選び出すのが適当と考える。

〔A〕 終段高出力回路

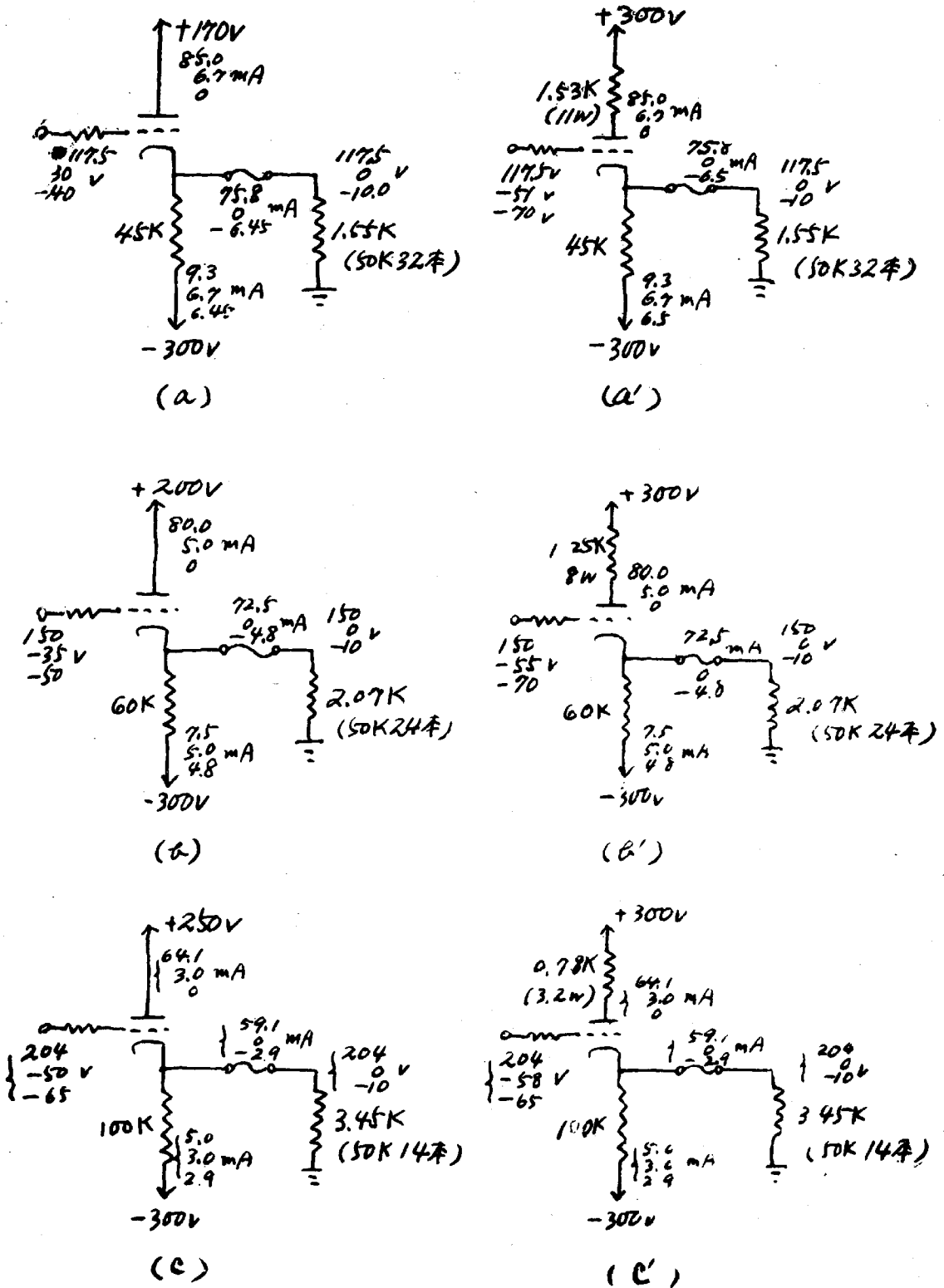
出力電圧の範囲, 負荷の大小等を考慮し, 次の第20, 21 図の中から, 適当と思われるものを選ぶべきである。出力の整流を出力管自身のカットオフによるときは第20図, リレーを使うときには第21図の回路が適当である。

12B4-A



(第 20 図)

12B4-A



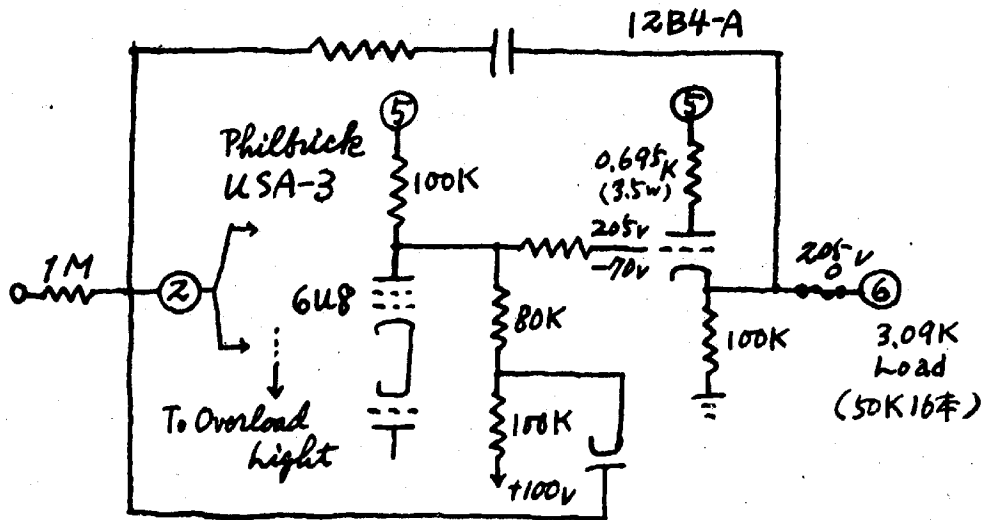
第 2 1 図

〔B〕 高出力整流演算増幅器

Philbrick USA-3 を若干改造し，出力管 6S4-A を 12B4-A に改めた整

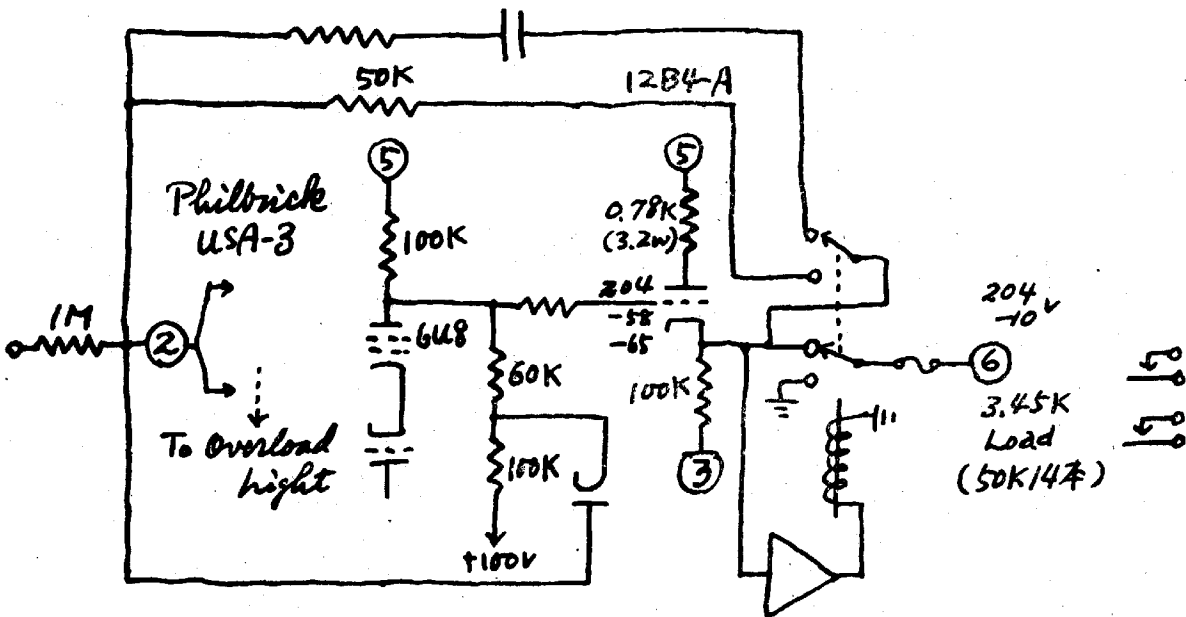
流附積分加算演算増幅器を、第22、23図に示す。第22図は出力管のカットオフを利用したものであり、第23図はそれをリレーで行わせたものである。

負電圧遮断中の過負荷は、絶対に防止しなければならないので、二極管による過負荷防止装置を附けた。これには、6T8又は6BN8を使い、余つた高 μ 三極管部で、AC増幅器をもう一段ふやすのが賢明なやり方であろう。然し、プラス最大電圧における過負荷は、無理に防止装置をつけてみても、余り大



高出力Amp. 出力管Cut-Off整流

(第 2 2 図)



高出力Amp. リレ-整流

(第 2 3 図)

した利益はないので、単に過負荷指示装置をつけるに止めた。この指示は、瞬時的過負荷に対しても有効に動作するよう、設計に充分の注意を要する（第15図）。また、負荷変動によるカットオフ E_c の変動に対応するために、二極管カソードへの分岐点を可変抵抗に改める必要があるかどうかについても、実験的に決めておくべきであろう。

プラス・カットオフ点で過負荷防止を行うことを思いとどまつたことは、今一つの大きな利益をもたらす。それは、各増幅器を、その負荷の大小にかかわらず、その限度一ばいに活用することを可能にする、という点である。この場合には、負荷変動に伴つて出力最大電圧の変動することは、不利益どころか、かえつて有利であるとも考えられる。従つて、出力管に 170~200V の特殊電源からサプライする必要はなく、既設の 300V を活用することができる。

〔C〕 低出力符號變換演算増幅器

これは、Philbrick USA-3 をそのまま (normal connection) 使用すればよい。但し、過負荷指示機構を付けなければならないこと、高出力アンプの場合と同様である。

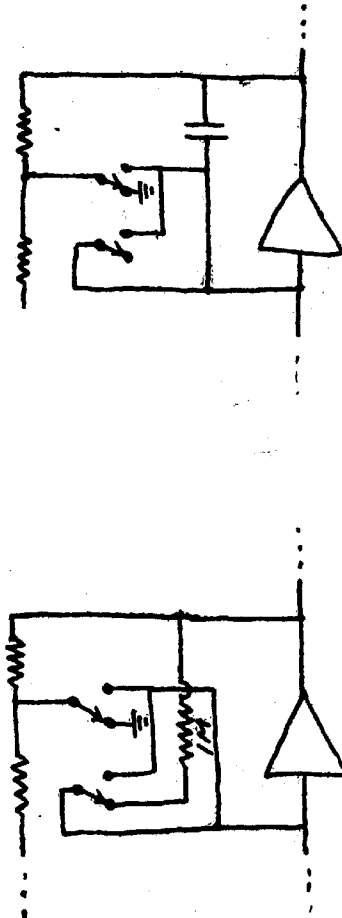
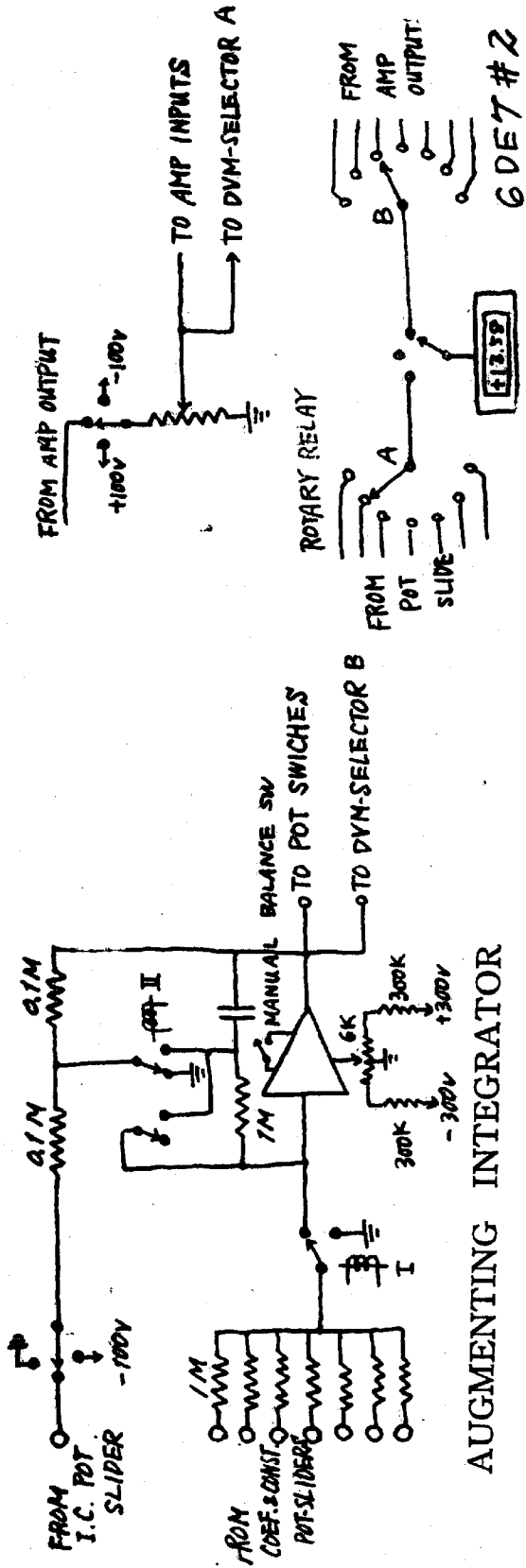
〔D〕 コントロール回路

第24図の回路が、簡単で且つ有効である。電動リレーの位置とコントロールとの関係は、下記の通りである。

OPERATION	RELAYS	
	I	II
ZERO ADJUST POTS SET	ON	ON
RESET	ON	ON
COMPUTE	OFF	OFF
HOLD (POTS SET)	ON	OFF
RESET	ON	ON

零調整を行うには、I と II のリレーを ON にし、I. C. SW を、正負出アンプの場合にはアース、正出力アンプの場合には -100V に接続した上で、増幅器を手動バランスに切り換え (C_4 を ACアンプの終段管のプレートから切離してアースに落す)、6Kの可変抵抗を調節してバランスを

とる。出力はロータリー・リレー B を通じて、デジタル・ボルトメーター



第 2 4 図 (CONTROL CIRCUITS)

で読む。

積分器であれば、出力が一定値を保持するように、加算器であれば 0V を示すように調整しなければならない。調整が終れば、SW を元の自動調節に戻し、I.C. SW の位置も中央に戻しておく。

初期値、常数、係数の設定は、リレーを零調整の状態においたままで行うことができる。則ち、当該ポテンシオメーターに附属する SW を+又は-100V に切換え、その摺動子の電位をロータリー・リレー A でセレクトして、デジタル・ボルトメーターで読みながら、セットする。電圧計の入力インピーダンスは 1,000M Ω という高い値であるから、直読みでセットしても誤差の増す心配はないであろう。

COMPUTE の状態で問題になるのは、多数のリレーの動作時間が喰違うことによつて生ずる誤差の問題である。この点を解決するには、RESET してすべての C に初期値を与えておき、次に HOLD の状態に保つたまま $\pm 100V$ 電源を 0V に切換え、次に COMPUTE の状態にしておいた上で、 $\pm 100V$ 電源を同時に接続してやればよい。このようにすれば、計算に直接影響するリレーは二個だけとなるので、これを W-W 有極リレーで動作させるならば、殆んど誤差は生じないであろう。但し、注意しなければならないのは、この $\pm 100V$ 電源を、ポットへの供給以外の用途に使わないこと、である。増幅器の零調整、過負荷防止等のための電源は、 $\pm 300V$ を使わなければならない。

〔E〕 シャシーの設計

第24図の各種リレー、演算用 CR 等を一まとめにして金属シールド・ケースに収め、その正面パネルには、一個宛の INPUT, OUTPUT ターミナル、零調整用 6K 可変抵抗 (ロングシャフトを使い、抵抗体は Amp 内におく) 用つまみ、I.C. SW のみを取付ける。演算用 CR は、それぞれ独立させたまま、ハーメチック・シール容器に収め、容器のターミナル間で、外部的に配線を行う。入力側 1M と、フィードバック CR とは、別個の容器とした方がよい。伝達函数の変更は、此等ターミナル間の結線を変えることによつて、簡単に実現することができる。ポット及び DVM の配線端子は、パネル面へ出さず、裏面で行うようにする。

このコントロール用シャーシの背後に、演算増幅器を接続する。両者はネジによつて簡単に着脱できるようにしたい。増幅器シャーシの後端は、マルチコネクターによつて電源に接続される。

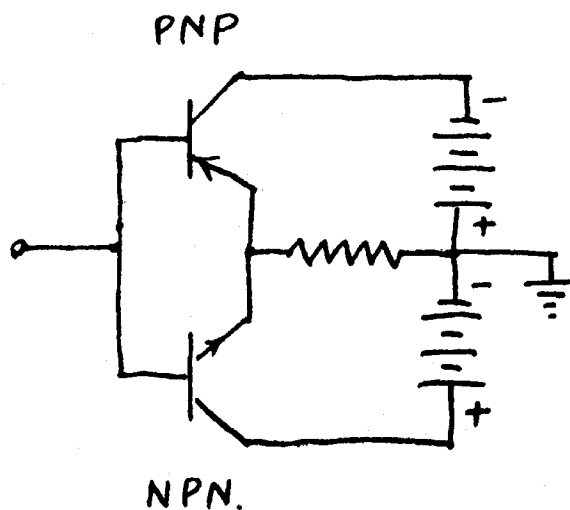
補 遺

〔A〕 負断リレー用増幅器のトランジスター化

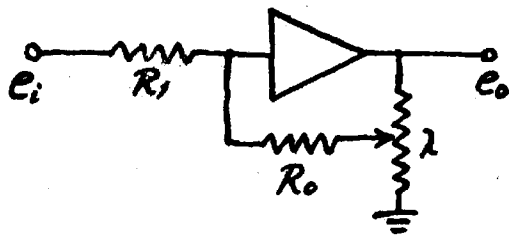
リレーを動作させるに必要なのは、電圧ではなくて電力量である。従つて、トランジスターを有効に活用することができるであろう。その実例については、Ettinger: Transistor Amplifiers for Analog Computers, Electronics, p. 119, July 1955 を参照のこと。

〔B〕 出力回路として高出力 NPN-PNP トランジスター・プッシュプル回路を使うこと

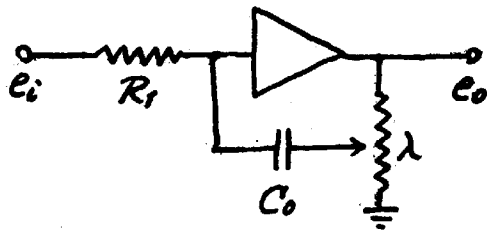
最近、Sylvania 2N296 のような大電力 (25W dissipation)、高電圧 (最大コレクター電圧60V) のトランジスターが製造されるようになった。この種の高出力トランジスターの p-n-p, n-p-n 型を組み合わせる C級プッシュプル回路を作れば、パワー・ブースターとして有効に使用することができる。位相反転回路は不要である。



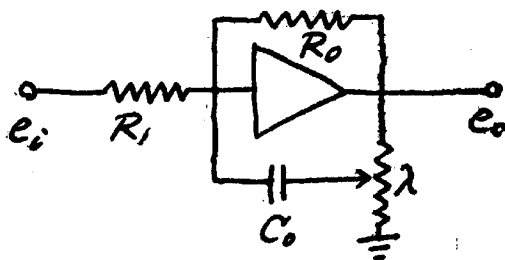
〔C〕 演算回路集



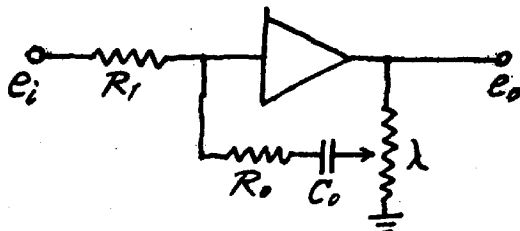
$$e_o = -\frac{1}{\lambda} \cdot \frac{R_o}{R_i} e_i$$



$$e_o = -\frac{1}{\lambda R_i C_o} \int_0^t e_i d\tau$$



$$\dot{e}_o = -\frac{1}{\lambda C_o R_i} \left(e_i + \frac{R_i}{R_o} e_o \right)$$



$$\dot{e}_o = -\frac{1}{\lambda R_i C_o} (e_i + R_o C_o \dot{e}_i)$$

〔D〕 出力管のヒーター・カソード間対圧

出力管 12B4A の最大ヒーター・カソード間電圧は、カソードが正のときは 200V まで、負の時は 100V が限度で、その範囲を超えると、絶縁が破壊され、ハムが増加する。対策としては、ヒーター・トランスの捲線を独立させ、そのセンター・タップをカソードに接げばよい。

〔E〕 5mT 管の使用

12AX7 の代りに CK6112, 6CG7 の代りに CK6111, 6U8 の五極管部の代りに 5702 を使用し得る。終段はパワート・ランジスターを使う。

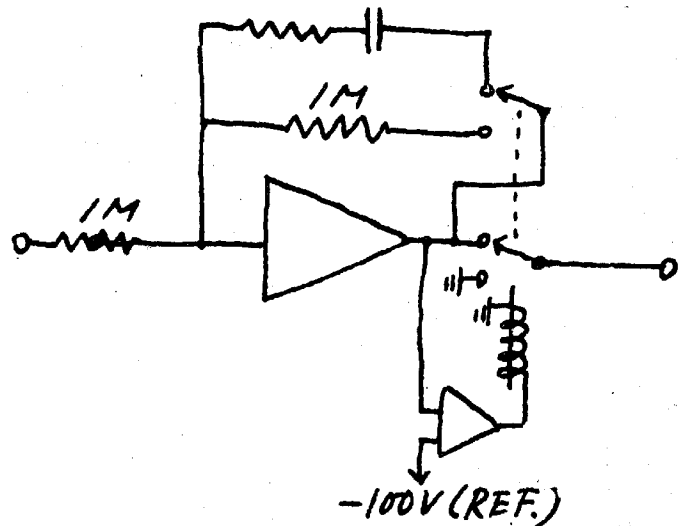
〔E〕 過負荷警報装置

ネオン管の発光を，フォトトランジスタ（日電製 PD3L，ナショナル CP 71）で把えて，ブザーを鳴らす。その増幅器，発振器をもトランジスタ化することができる。

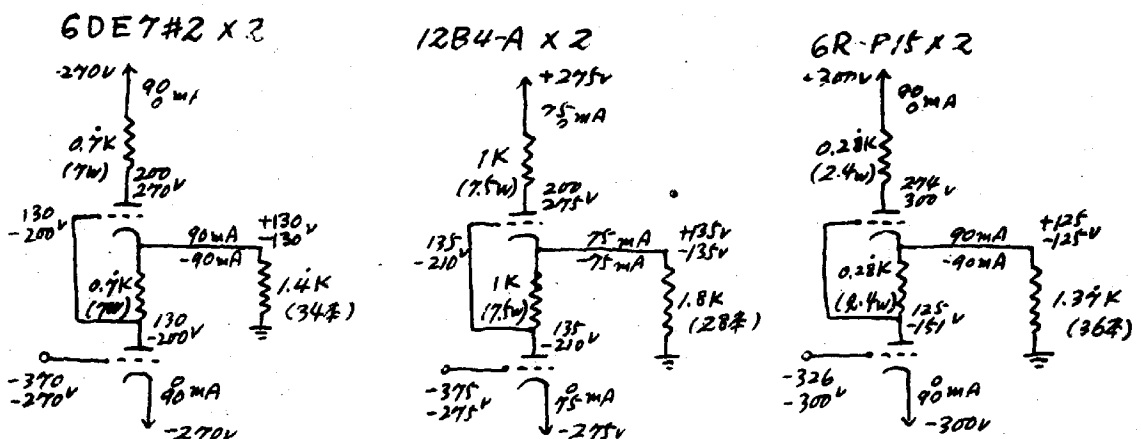
〔F〕 変数変換により遮断点を動かすこと

前節までの基本方針は，出力電圧 0V の点で出力を遮断し，それに伴う変域の縮少は，プラス側の出力電圧を 100V から 200V に高めることによつて補う，ということであつた。然し，これを，-100V で遮断し，出力を ±100V の範囲で動作させることにしても，数学的には全く同じことになる。それどころか，消費電流量は，遙かに少なくて済むことになる。

何となれば，+100V から +200V まで動作させるのに比べて，0 から -100V まで動作させる場合の方が，平均して三分の一の電流量，九分の一の電力消費ですむからである。増幅器自体の消費電力の増加は，カスコード回路を使うならば，極めて僅かですむ。その他に，零調整がやり易くなる，という利点もある。



以下に，各種真空管のカスコード回路を示しておく。出力電圧 0V でカットす



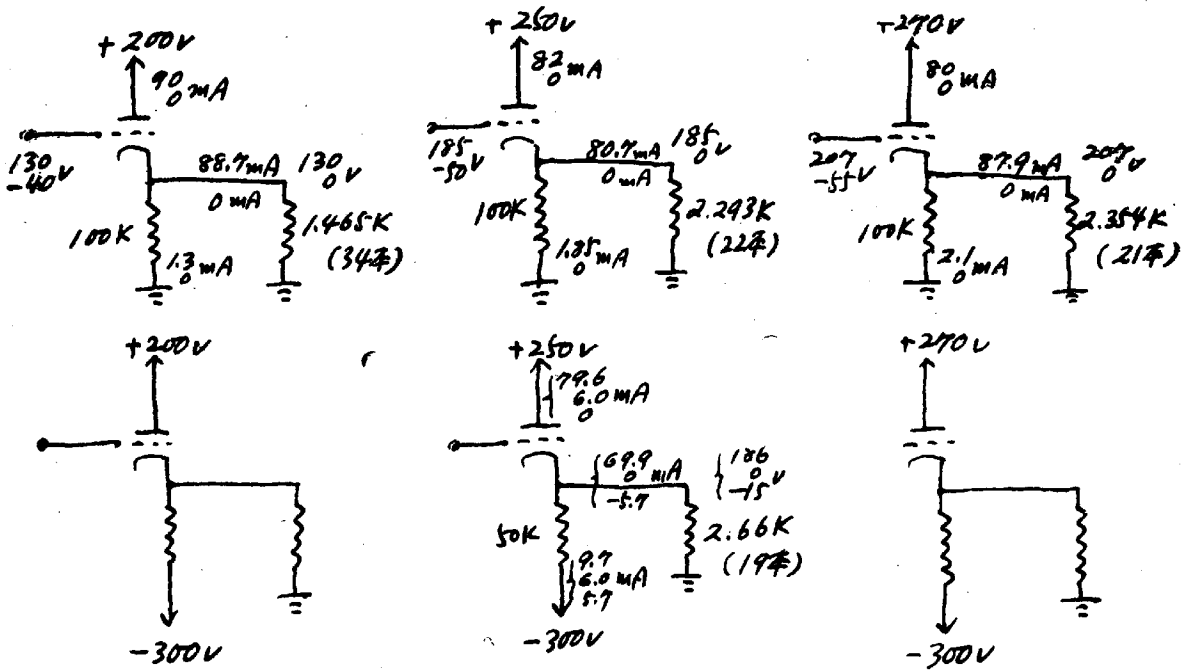
(ヒーターはそれぞれ別個の端子から接続し，それぞれのカソードに結合すべし)

る場合の最大負荷電流の約二倍の電流を取り出すことができる。(E_{pp} を同じとして) 然し、そのために二本の真空管を必要とするのだから、その二本をパラにして正出力回路に使用した場合と、単位出力当り原価は、殆んど変りはない。

カスコード回路では、カソード・フォロワーと異り、前段との位相関係が逆になるから負遮断に伴う過負荷防止対策としての第二饋還回路の形成のためには、別個の二極管一本を必要とする点が、一つの難点であろう。

〔G〕 6DE7 について

12B4-A よりもプレート損失の多い (7W) 垂直偏向出力管 6DE7 の特性表が手に入ったので、これを使用した出力回路を、以下に記しておく。



(各回路とも、適当なプレート抵抗を入り、+300V電源E(変)をとりこむ)